

薄衬底共面波导的特性分析

赵吉祥,毛军发

(上海交通大学电子工程系,上海 200030)

摘 要: 本文推导出了薄衬底共面波导特性参数计算的近似解析表达式,避免了薄衬底保角变换中的“拥挤现象”。利用该表达式并结合部分电容法可以计算在导体与衬底之间加薄绝缘层的共面波导的特性参数,分析结果与实验数据相符合。最后还对有薄绝缘层的硅衬底共面波导的损耗因子进行了分析。

关键词: 共面波导;薄衬底;保角变换

中图分类号: TN811. 2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 12-1891-03

Characteristic Analysis for CPW s on Thin Substrate

ZHAO Ji-xiang ,MAO Jurfa

(Dept of Electronic Engineering , Shanghai Jiaotong University , Shanghai 200030 , China)

Abstract: To avoid the “crowding phenomenon” in conformal mapping , approximate analytical expressions of characteristic parameter for CPW s on a thin substrate have been derived. Combining these expressions with the partial capacitance method , we can calculate the characteristic parameters for CPW s with a thin insulative film between the conductors and substrate. A practical example is analyzed and agrees well with the test data. Finally the effect of an insulated thin film between the conductors and Si- substrate on loss factor of microwave transmission lines is analyzed.

Key words: coplanar waveguide (CPW) ;thin substrate ;conformal mapping

1 引言

薄衬底共面波导结构在微波电路中有着非常重要的应用价值,其突出优点是具有低的特性阻抗和衬底损耗^[1]。由于在金属导体与低阻硅之间加一薄绝缘层可以降低衬底损耗,因此这种结构在近年来迅速发展的硅衬底微波电路技术中也得到了广泛的应用^[2]。

保角变换法和部分电容法(Partial-Capacitance Method)相结合,可以求解双层介质共面波导的总电容和特性阻抗^[3,4]。但是,当一层介质的厚度非常薄时,由于保角变换法本身的固有特性,在计算的时候将产生“拥挤现象”^[5],即物理域中均匀分布的点经过保角变换后,在计算域以指数的形式趋近于某一点彼此难以分辨。因此,必须对已有的算法进行改进或修正。

本文在文献[3]和[4]结果的基础上,通过对椭圆积分的近似计算,得到了薄衬底共面波导特性阻抗的近似解析表达式,避免了“拥挤现象”。利用该表达式并结合部分电容法计算了在导体与衬底之间加薄绝缘层的共面波导的特性阻抗,计算结果与实验数据相符合。同时,还对加薄绝缘层的硅衬底共面波导的损耗因子进行了分析。

2 薄衬底共面波导分布电容的近似公式

本节推导薄衬底共面波导单位长度电容的近似公式。结构如图 1 所示。中心导体和缝隙的宽度分别为 $2s$ 和 g ,衬底厚度为 h ,接地导带的宽度为无穷。根据文献[3],其单位长度的电容为:

$$C = 2 \int_0^{\infty} \frac{K(k)}{K(k')} = 2 \int_0^{\infty} \frac{K(k)}{K(k)} \quad (1)$$

式中, ϵ_r 为衬底的相对介电常数, $K(k)$ 是第一类完全椭圆积分, k 是它的模,其表达式为

$$k = \frac{\sinh\left(\frac{-s}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{-(s+g)}{2h}\right)} \quad (2)$$

k' 是它的补模,它和 k 的关系是 $k' = \sqrt{1 - k^2}$ 。当 h 相对于 s

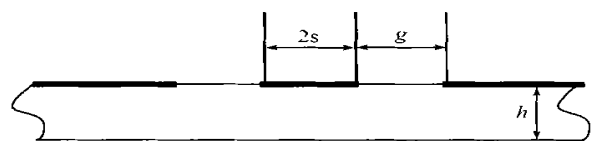


图 1 薄层衬底共面波导

和 g 非常小时, $k \rightarrow 0$, 此时, 第一类完全椭圆积分出现拥挤现象, 即在 $k=0$ 附近 $K(k) \rightarrow \pi/2$, $E(k) \rightarrow \pi/2$, 进而 $K(k)/K'(k) \rightarrow 0$, 结果, $C \rightarrow 0$. 为了解决这个问题, 必须采用近似计算方法进行处理. 对式(2)两边取自然对数, 得

$$\ln(k) = \ln \left(\frac{\sinh\left(\frac{s}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{s+g}{2h}\right)} \right) - \ln \left(\frac{\sinh\left(\frac{s}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{s+g}{2h}\right)} \right) \quad (3)$$

由文献[6]

$$e^{-\frac{K(k)}{K'(k)}} = \frac{k^2}{16} \quad (4)$$

从式(3)和式(4)可得

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \left(\ln 16 + \frac{g}{h} \right)^{-1} \quad (5)$$

代入式(1), 得

$$C_{thin} = 2 \epsilon_0 \left(\ln 16 + \frac{g}{h} \right)^{-1} \quad (6)$$

式(6)就是当衬底非常薄时单位长度的电容表达式.

3 加薄绝缘层的共面波导

考虑如图 2 所示的共面波导, 在衬底材料和导体之间加一薄绝缘层, 其单位长度的总电容可以由保角变换法和部分电容法[3,4]得到

$$C = C_0 + C_1 + C_2 \quad (7)$$

C_0 其中是自由空间中单位长的电容, C_1 是单层衬底上的共面波导单位长度的电容, 它的相对介电常数是 $(\epsilon_1 - 1)$, 厚度为 $(h_1 + h_2)$, C_2 是衬底厚度为 h_1 , 相对介电常数为 $(\epsilon_2 - \epsilon_1)$ 的共面波导单位长度的电容. C_0 和 C_1 可以从文献[3]的式(4)和式(5)得到. 由于图中 $w \gg h_1$, $s, s \gg h_1$, 并假设 $g \gg h_1$, C_2 就可以用式(6)来计算. 因此得单位长度的总电容

$$C = C_0 + C_1 + C_{thin} \quad (8)$$

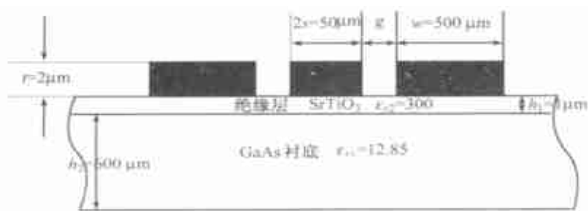


图 2 加薄绝缘层的共面波导

若考虑导体的趋附效应, 一个简单的方法[7]是将每个边减小趋附深度的一半 $t/2$. 趋附深度 t 是频率 f , 磁导率 μ 和电导率 σ 的函数, 表达式为

$$t = \frac{1}{\sqrt{f\mu\sigma}} \quad (9)$$

这样, 修正后的参数为

$$t_m = t - \frac{t}{2}, s_m = s - 0.5t, g_m = g + t \quad (10)$$

式(7)和式(8)是在假定导体的厚度为零时推导出来的, 实际上, 导体是有厚度的. 厚度的影响可以通过保角变换矫正为[8]:

$$s_{eq} = s_m + \frac{t_m}{2}, g_{eq} = g_m + \frac{2t_m}{2}, w_{eq} = w \quad (11)$$

由于 $w \gg t$, 趋附效应和导体厚度对接地导体的影响可以忽略. 将式(10)和式(11)代入式(8), 可得电容 C , 再利用等效的相对介电常数:

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C_0} \quad (12)$$

可得共面波导的特征阻抗:

$$Z = \frac{1}{vC_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (12)$$

式中 v 为自由空间中的波速. 按照图 2 给出的几何及材料参数, 取 $f = 60 \text{ GHz}$, 得到该共面波导特征阻抗相对于缝隙宽度的变化曲线, 如图 3 所示, 与文献[1]中的实验数据符合得相当好.

4 在硅衬底共面波导分析中的应用

以硅半导体作为衬底的微波集成电路具有广阔的发展前景, 然而由于标准硅的电阻率太小 ($1 \sim 100 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$), 将引起过高的介质损耗, 与 GaAs 衬底比较, 平均高出一个数量级, 不能投入实际使用. 降低标准硅损耗的方法之一是在硅衬底与信号线之间加入一层薄膜绝缘介质, 如图 2 所示 (将 GaAs 换为 Si 衬底, Si 的介电常数为 11.9). 经过计算, 有绝缘层和无绝缘层的特征阻抗同缝隙宽度的变化曲线示于图 4. 可以看出, 二者相差 16 ~ 11 左右.

下面进一步讨论介质损耗. 无绝缘层共面波导的等效相对介电常数可以通过式(12)求得, 这时分子中的电容(式(8))中应去掉 C_{thin} . 对于有损耗的电介质, 可以通过它的等效电路

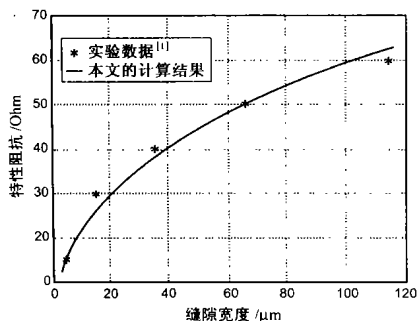


图 3 特征阻抗相对于缝隙宽度

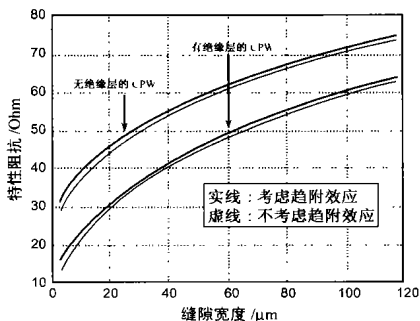


图 4 有、无绝缘层的 Si 衬底 CPW 特征阻抗依缝隙宽度的变化

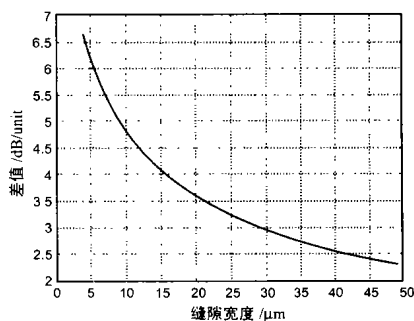


图 5 两种结构的介质损耗随缝隙宽度的变化

来分析功率损耗^[9]。对于介质损耗角的正切 $\tan \delta \ll 1$ 时,不论是串联等效电路还是并联等效电路,电介质中损耗的功率均为

$$P_c = U^2 C \frac{1}{0 r} \quad (14)$$

式中, U 是加在电路两端的电压, C 为等效电容, ϵ_r 为介质的电导率。由定义可得介质的损耗因子为

$$d = 10 \lg \left(\frac{1}{0 r} \right) \quad (15)$$

用 d_1 和 d_2 分别表示有和无绝缘层共面波导的损耗因子,相应的等效相对介电常数分别用 ϵ_{eff1} 和 ϵ_{eff2} 和表示,则可得到二者损耗因子之差为

$$= d_2 - d_1 = 10 \lg \left(\frac{\epsilon_{eff2}}{\epsilon_{eff1}} \right) \quad (16)$$

当取频率 $f = 10 \text{ GHz}$ 时, 随缝隙宽度的变化如图 5 所示,可以看出,当缝宽处在 $3 \sim 50 \mu\text{m}$ 的范围内时,有绝缘层的共面波导的损耗比无绝缘层的共面波导至少要小 $2 \sim 7 \text{ dB}$ 。

5 结论

本文给出了薄衬底共面波导特性参数计算的近似解析表达式,避免了薄介质层保角变换中的“拥挤现象”。利用该表达式并结合部分电容法计算了在导体与衬底之间加薄绝缘层的共面波导的特性参数,分析结果与实验数据相符合。最后还分析了有薄绝缘层的硅衬底共面波导的损耗因子,证明了有绝缘层的共面波导可以降低硅衬底的损耗。

参考文献:

- [1] M Tanabe, M Nishituji, Y Anda, Y Ota. A low-impedance coplanar waveguide using an SrTiO₃ thin film for GaAs power MMIC s[J]. IEEE trans Microwave Theory Tech, 2000, 48(5): 872 - 874.
- [2] 毛军发. 硅衬底微波集成电路[J]. 微波学报, 2001, 17(1): 54 - 61.

- [3] C Veyres, V F Hanna. Extension of the application of conformal mapping techniques to coplanar lines with finite dimensions[J]. Int J Electron, 1980, 48(1): 47 - 56.
- [4] E Carlsson, S Gevorgian. Conformal mapping of the field and charge distributions in multilayered substrate CPW s[J]. IEEE trans Microwave Theory Tech, 1999, 47(8): 1544 - 1552.
- [5] L H Howell, L N Trefethen. A modified Schwarz-Christoffel transformation for elongated regions[J]. SIAM J SCI STAT COMPUT, 1990, 11(5): 928 - 949.
- [6] M Abramowitz, I Stegun. Handbook of Mathematical Functions[M]. National Bureau of Standards: Washington, v. s. gort. print, off, 1964.
- [7] H A Wheeler. Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane[J]. IEEE trans Microwave Theory Tech, 1977, 25(8): 631 - 647.
- [8] G Ghione. A cad-oriented analytical model for the losses of general asymmetric coplanar lines in hybrid and monolithic MICs[J]. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1993, 41(9): 1499 - 1510.
- [9] 李翰如. 电介质物理导论[M]. 四川: 成都科技大学出版社, 1990.

作者简介:



赵吉祥 男, 1965 年 12 月生于山西省临猗县, 副教授, 1988 年和 1994 年分别在兰州大学物理系和成都电子科技大学微波工程系获得理学学士和工学硕士, 现在为上海交通大学电子工程系的博士生, 太原理工大学电子与信息工程学院的副教授, 他的主要兴趣在于射频与微波集成电路的分析和建模。

毛军发 男, 1965 年生于湖南邵阳, 上海交通大学教授, 博士生导师, 电子信息与电气工程学院副院长, 教育部“长江学者奖励计划”特聘教授, 研究方向为微波与高速集成电路。